

УДК 621.314

**Михальський Валерій Михайлович**, д-р техн. наук, проф., пров. наук. співроб., Інститут електродинаміки Національної академії наук України, м. Київ, Україна, *пр. Перемоги, 56, Київ-57, Україна, 03680, тел. +38-044-366-24-66. E-mail: mikhalsky@ied.org.ua*

**Соболев Володимир Миколайович**, канд. техн. наук, старш. наук. співроб., старш. наук. співроб., Інститут електродинаміки Національної академії наук України, м. Київ, Україна, *пр. Перемоги, 56, Київ-57, Україна, 03680, тел. +38-044-366-26-47. E-mail: vl\_sobolev@ukr.net*

**Поліщук Сергій Йосипович**, канд. техн. наук, наук. співроб., Інститут електродинаміки Національної академії наук України, м. Київ, Україна, *пр. Перемоги, 56, Київ-57, Україна, 03680, тел. +38-044-366-24-62. E-mail: polischuk@ied.org.ua*

**Чопик Василь Васильович**, канд. техн. наук, наук. співроб., Інститут електродинаміки Національної академії наук України, м. Київ, Україна, *пр. Перемоги, 56, Київ-57, Україна, 03680, тел. +38-044-366-26-47. E-mail: diacid@ukr.net*

**Шаповал Іван Андрійович**, канд. техн. наук., старш. наук. співроб., старш. наук. співроб., Інститут електродинаміки Національної академії наук України, м. Київ, Україна, *пр. Перемоги, 56, Київ-57, Україна, 03680, тел. +38-044-366-26-47. E-mail: shapoval@ied.org.ua (orcid.org/0000-0002-9107-5061)*

### ЗБІЛЬШЕННЯ КОЕФІЦІЄНТА ПЕРЕДАЧІ НАПРУГИ МАТРИЧНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ПРИ НЕНУЛЬОВИХ ФАЗОВИХ ЗСУВАХ МІЖ НАПРУГАМИ ТА СТРУМАМИ НА ВХОДІ ТА ВИХОДІ

Розглянуто особливості керування матричними перетворювачами для досягнення поверхні з максимальними значеннями коефіцієнта передачі напруги в координатах вхідного зсуву фаз та вихідного зсуву фаз. Запропоновано стратегію модуляції і алгоритм безпосереднього керування сукупністю коефіцієнта передачі напруги і коефіцієнта передачі реактивної складової вхідного струму у функції вихідного зсуву фаз шляхом прямого завдання необхідних параметрів просторових векторів керуючих функцій. Наведено результати моделювання.

**Ключові слова:** матричний перетворювач, коефіцієнт передачі напруги, вхідна та вихідна реактивні потужності.

**Михальський Валерій Михайлович**, д-р техн. наук, проф., ведуч. науч. сотр., Інститут електродинаміки Національної академії наук України, г. Киев, Україна, *пр. Победы, 56, Киев-57, Україна, 03680, тел. +38-044-366-24-66. E-mail: mikhalsky@ied.org.ua*

**Соболев Владимир Николаевич**, канд. техн. наук, ст. науч. сотр., ст. науч. сотр., Інститут електродинаміки Національної академії наук України, г. Киев, Україна, *пр. Победы, 56, Киев-57, Україна, 03680, тел. +38-044-366-26-47. E-mail: vl\_sobolev@ukr.net*

**Полищук Сергей Иосифович**, канд. техн. наук, науч. сотр., Інститут електродинаміки Національної академії наук України, г. Киев, Україна, *пр. Победы, 56, Киев-57, Україна, 03680, тел. +38-044-366-24-62. E-mail: polischuk@ied.org.ua*

**Чопик Василий Васильевич**, канд. техн. наук, науч. сотр., Інститут електродинаміки Національної академії наук України, г. Киев, Україна, *пр. Победы, 56, Киев-57, Україна, 03680, тел. +38-044-366-26-47. E-mail: diacid@ukr.net*

**Шаповал Иван Андреевич**, канд. техн. наук., ст. науч. сотр., ст. науч. сотр., Інститут електродинаміки Національної академії наук України, г. Киев, Україна, *пр. Победы, 56, Киев-57, Україна, 03680, тел. +38-044-366-26-47. E-mail: shapoval@ied.org.ua (orcid.org/0000-0002-9107-5061)*

### УВЕЛИЧЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ НАПРЯЖЕНИЯ МАТРИЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПРИ НЕНУЛЕВЫХ ФАЗОВЫХ СДВИГАХ МЕЖДУ НАПРЯЖЕНИЕМ И ТОКОМ НА ВХОДЕ И ВЫХОДЕ

Рассмотрены особенности управления матричными преобразователями для достижения поверхности с максимальными значениями коэффициента передачи напряжения в координатах входного сдвига фаз и выходного сдвига фаз. Предложена стратегия модуляции и алгоритм непосредственного управления совокупностью коэффициента передачи напряжения и коэффициента передачи реактивной составляющей входного тока в функции выходного сдвига фаз путем прямой задания необходимых параметров пространственных векторов управляющих функций. Приведены результаты моделирования.

**Ключевые слова:** матричный преобразователь, коэффициент передачи напряжения, входная и выходная реактивные мощности.

**Mykhalskyi Valerii Mykhailovych**, Dr. Eng. Sc., Prof., LRF, Institute of electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, Ukraine, *Peremohy ave. 56, Kyiv-57, Ukraine, 03680, tel. +38-044-366-24-66. E-mail: mikhalsky@ied.org.ua*

**Sobolev Volodymyr Mykolaiovych**, Cand. Sc. (Eng), SRF., SRF, Institute of electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, Ukraine, *Peremohy ave. 56, Kyiv-57, Ukraine, 03680, tel. +38-044-366-26-47. E-mail: vl\_sobolev@ukr.net*

**Polishchuk Serhii Yosypovych**, Cand. Sc. (Eng), RF, Institute of electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, Ukraine, *Peremohy ave. 56, Kyiv-57, Ukraine, 03680*, tel. +38-044-366-24-62. E-mail: [polishchuk@ied.org.ua](mailto:polishchuk@ied.org.ua)

**Chopyk Vasyl Vasylovych**, Cand. Sc. (Eng), RF, Institute of electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, Ukraine, *Peremohy ave. 56, Kyiv-57, Ukraine, 03680*, tel. +38-044-366-26-47. E-mail: [diacid@ukr.net](mailto:diacid@ukr.net)

**Shapoval Ivan Andriiovych**, Cand. Sc. (Eng), SRF., SRF, Institute of electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine, Kyiv, Ukraine, *Peremohy ave. 56, Kyiv-57, Ukraine, 03680*, tel. +38-044-366-26-47. E-mail: [shapoval@ied.org.ua](mailto:shapoval@ied.org.ua) (orcid.org/0000-0002-9107-5061)

## ENHANCING OF THE VOLTAGE TRANSFER RATIO OF A MATRIX CONVERTER AT NONZERO PHASE SHIFTS BETWEEN VOLTAGE AND CURRENT ON THE INPUT AND OUTPUT

*The features of the matrix converter control to achieve the maximum volume of the surface, which is limited by the maximum values of the voltage transfer ratio in coordinates of the phase shift between voltage and current on the input and output have been considered. An appropriate modulation strategy and an algorithm for direct control of a set of voltage transfer ratio and the transfer ratio of the reactive component of the input current as a function of output power factor by direct assignment of the required parameters of the duty-cycle space vectors has been proposed. The simulation results are presented.*

**Keywords:** matrix converter; voltage transfer ratio; input and output reactive power.

### Вступ

Останнім часом широко ведуться дослідження алгоритмів керування матричних перетворювачів частоти (МП), які б дозволили застосовувати перетворювач не тільки для забезпечення заданих параметрів вихідної електроенергії, але одночасно і для ефективного керування вхідною реактивною потужністю. Основне завдання при реалізації цієї можливості – розширення діапазону одночасного регулювання коефіцієнта передачі напруги та коефіцієнта передачі реактивної складової вхідного струму до фізичних меж, обумовлених балансом активної та реактивних складових потужностей на вході та виході перетворювача.

На цей час відомі теоретично досяжні межі регулювання вхідної реактивної потужності для поточної робочої точки перетворювача, яка визначається співвідношенням активної і реактивної складових потужності навантаження [1–5]. Ця проблематика розглядається також з точки зору досягнення максимально можливого коефіцієнта передачі напруги при відмінних від одиниці коефіцієнтах потужності на вході та виході МП [6]. Усі згадані дослідження виконано на основі векторного представлення вхідних і вихідних напруг та струмів, а також функцій керування, які репрезентують дискретні часові комутаційні функції ключів МП, що найбільш повно було показано в [7].

До недоліків відомих методів керування, що мають за мету розширення діапазону одночасного регулювання вихідних параметрів МП, належать, насамперед, складність математичних перетворень, великий обсяг обчислень і, як наслідок, - проблематичність практичної реалізації при керуванні перетворювачем у реальному масштабі часу. Досягнення згаданих теоретичних меж вимагає розробки іншої стратегії і конкретного алгоритму керування.

**Метою** статті є розробка стратегії безпосереднього керування коефіцієнтами передачі напруги та реактивної складової вхідного струму МП шляхом завдання складових просторових векторів прямої, зворотної і нульової послідовностей керуючих функцій для досягнення максимального діапазону керування.

### Основна частина

Змінні стану матричного перетворювача, якими є вихідні напруги та вхідні струми, описуються виразами:

$$u_{oh} = \sum_{k=1}^3 m_{hk} u_{ik}, \quad i_{ik} = \sum_{h=1}^3 m_{hk} i_{oh}, \quad (1)$$

де елементи матриці керуючих функцій  $m_{hk}$  задовольняють умовам:

$$0 \leq m_{hk} \leq 1, \quad m_{h1} + m_{h2} + m_{h3} = 1. \quad (2)$$

Матриця керуючих функцій перетворюється в систему просторових векторів:

$$\bar{m}_h = \frac{2}{3} \sum_{k=1}^3 m_{hk} \bar{a}^{k-1}, \quad a = e^{j\frac{2\pi}{3}}. \quad (3)$$

Зворотна трансформація виглядає наступним чином:

$$m_{hk} = \frac{1}{3} + \operatorname{Re}\{\bar{m}_h \bar{a}^{1-k}\} = \frac{1}{3} + \frac{\bar{m}_h \bar{a}^{1-k} + \bar{m}_h^* \bar{a}^{k-1}}{2}. \quad (4)$$

Просторові вектори керуючих функцій  $\bar{m}_h$  утворюють пряму  $\bar{m}_d$ , зворотну  $\bar{m}_i$  та нульову  $\bar{m}_o$  симетричні складові. Зворотна трансформація має вигляд:

$$\bar{m}_h = \bar{m}_d \bar{a}^{1-h} + \bar{m}_i \bar{a}^{h-1} + \bar{m}_o. \quad (5)$$

З (4) та (5) отримуємо наступний вираз для елементів матриці керуючих функцій:

$$m_{hk} = A_{hk} + m_{ok}, \quad (6)$$

де

$$A_{hk} = \frac{1}{3} + \operatorname{Re}\{(\bar{m}_d \bar{a}^{1-h} + \bar{m}_i \bar{a}^{h-1}) \bar{a}^{1-k}\}, \quad (7)$$

$$m_{ok} = \operatorname{Re}\{\bar{m}_o \bar{a}^{1-k}\}. \quad (8)$$

Симетричні складові прямої та зворотної послідовностей  $\bar{m}_d$ ,  $\bar{m}_i$  використовуються для встановлення зв'язку між входом та виходом МП в векторній формі за допомогою передатних рівнянь, запропонованих в [7]:

$$\begin{aligned} \bar{u}_o &= \frac{3}{2} (\bar{u}_i \bar{m}_i^* + \bar{u}_i^* \bar{m}_d), \\ \bar{i}_i &= \frac{3}{2} (\bar{i}_o \bar{m}_i + \bar{i}_o^* \bar{m}_d), \end{aligned} \quad (9)$$

де  $\bar{u}_i = \hat{U}_i e^{j\theta_i}$ ,  $\bar{u}_o = \hat{U}_o e^{j\theta_o}$ ,  $\bar{i}_i = \hat{I}_i e^{j(\theta_i - \varphi_i)}$ ,  $\bar{i}_o = \hat{I}_o e^{j(\theta_o - \varphi_o)}$ .

Вектор  $\bar{m}_o$ , який відсутній в (9), входить до виразу для нульової послідовності симетричних складових вихідної напруги:

$$u_{o0} = \frac{1}{3} (u_{o1} + u_{o2} + u_{o3}) = \frac{3}{2} \operatorname{Re}\{\bar{u}_i \bar{m}_o^*\}. \quad (10)$$

Загальне рішення передатних рівнянь отримано в [7]:

$$\bar{m}_d = \left( \frac{q}{3 \cos \varphi_i} e^{-j\varphi_i} + \frac{\lambda}{\hat{U}_i \hat{I}_o} e^{-j\varphi_o} \right) e^{j(\theta_i + \theta_o)}, \quad \bar{m}_i = \left( \frac{q}{3 \cos \varphi_i} e^{-j\varphi_i} - \frac{\lambda}{\hat{U}_i \hat{I}_o} e^{j\varphi_o} \right) e^{j(\theta_i - \theta_o)}. \quad (11)$$

В результаті підстановки (11) в (9) отримуємо:

$$\begin{aligned} \bar{u}_o &= q \hat{U}_i e^{j\theta_o}, \\ \bar{i}_i &= q \hat{I}_o \cos \varphi_o (1 - j \tan \varphi_i) e^{j\theta_i}. \end{aligned} \quad (12)$$

Традиційна стратегія модуляції передбачає в загальному розв'язку (11) параметр  $\lambda = 0$ , тому

$$\bar{m}_d = \frac{q}{3} (1 - j \tan \varphi_i) e^{j(\theta_i + \theta_o)}, \quad \bar{m}_i = \frac{q}{3} (1 - j \tan \varphi_i) e^{j(\theta_i - \theta_o)}. \quad (13)$$

З (13) впливає відоме обмеження коефіцієнта передачі напруги [6]:

$$q \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \cos \varphi_i. \quad (14)$$

Вибір відмінного від нуля значення параметра  $\lambda$  дозволяє знайти верхню межу коефіцієнта передачі напруги, яка відрізняється від обмеження (14), за умови, що фазовий

зсув  $\varphi_o$  відомий і не дорівнює нулю [6]. В цьому випадку ( $\lambda \neq 0$ ) загальний розв'язок (11) виглядає наступним чином [3]:

$$\bar{m}_d = \frac{q}{3} [1 - (\gamma + jr)e^{-j\varphi_o}] e^{j(\theta_i + \theta_o)}, \quad \bar{m}_i = \frac{q}{3} [1 + (\gamma - jr)e^{j\varphi_o}] e^{j(\theta_i - \theta_o)}, \quad (15)$$

де параметр  $\gamma$  – вільний член (ступінь свободи), а параметр  $r$  залежить від  $\varphi_i$  і  $\varphi_o$ :  $r = \tan \varphi_i \cos \varphi_o$ ; при цьому він задає коефіцієнт передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму:  $b = qr$ , як це впливає з виразу (12).

З (15) з урахуванням (5) впливає:

$$\bar{m}_h = \frac{2}{3} q e^{j\theta_i} \left\{ \cos \left[ \theta_o - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] - jr \cos \left[ \theta_o - \varphi_o - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] - j\gamma \sin \left[ \theta_o - \varphi_o - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right\} + \bar{m}_0. \quad (16)$$

Відомі пропозиції щодо розширення діапазону регулювання основних параметрів МП ґрунтуються на пошуку максимально можливих за модулем значень  $\bar{m}_d$  і  $\bar{m}_i$ , що, в свою чергу, призводить до екстремального розташування просторових векторів керуючих функцій  $\bar{m}_h$  в межах області їх існування.

Основна ідея стратегії, що пропонується, полягає в тому, що спочатку з (15) та (7) обчислюються складові  $A_{hk}$  елементів керуючої матриці  $m_{hk}$  (6), що відповідає значенням  $\bar{m}_h$  при  $\bar{m}_0 = 0$ , а потім за допомогою нульового вектора  $\bar{m}_0$  здійснюється примусове розташування кінців двох векторів  $\bar{m}_h$  на межах області їх існування. Вибір цих векторів залежить від номера 60-градусного сектора фазової площини, всередині якого розташовано поточний просторовий вектор вхідної напруги МП. Формально такий вибір відповідає визначенню двох мінімальних в алгебраїчному сенсі елементів  $A_{hk \min}$  ( $h = 1, 2, 3$ ), тобто розташованих крайніми зліва на числовій осі.

При розташуванні кінця вектора  $\bar{m}_h$  на межі області існування відповідний елемент  $k$ -ої фази дорівнює нулю:  $m_{hk} = A_{hk \min} + m_{0k} = 0$ , звідки

$$m_{0k} = -A_{hk \min}. \quad (17)$$

Сума фазових складових довільного вектора  $\bar{m}_0$ , які отримано в результаті зворотної трансформації, дорівнює нулю:

$$\sum_{k=1}^3 m_{0k} = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=1}^3 \bar{m}_0 \bar{a}^{1-k} \right\} = 0, \quad (18)$$

тому зі значень двох фазових складових знаходиться значення третьої, яке дорівнює їх сумі з протилежним знаком. Розбивку фазової площини на сектори та елементи  $m_{0k}$  для кожного з вказаних секторів зведено в таблицю.

Таблиця  
Складові нульового вектора  $m_{0k}$  по секторах фазової площини

| Сектор \ $m_{0k}$  | $m_{01}$                    | $m_{02}$                    | $m_{03}$                    |
|--|-----------------------------|-----------------------------|-----------------------------|
| <b>I</b> $\vee$ <b>IV</b> : $\theta_i \in [0, \pi/3] \vee [\pi, 4\pi/3]$         | $-A_{h1 \min}$              | $A_{h1 \min} + A_{h3 \min}$ | $-A_{h3 \min}$              |
| <b>II</b> $\vee$ <b>V</b> : $\theta_i \in [\pi/3, 2\pi/3] \vee [4\pi/3, 5\pi/3]$ | $A_{h2 \min} + A_{h3 \min}$ | $-A_{h2 \min}$              | $-A_{h3 \min}$              |
| <b>III</b> $\vee$ <b>VI</b> : $\theta_i \in [2\pi/3, \pi] \vee [5\pi/3, 2\pi]$   | $-A_{h1 \min}$              | $-A_{h2 \min}$              | $A_{h1 \min} + A_{h2 \min}$ |

Вони служать додатком до  $A_{hk}$  для отримання  $m_{hk}$  згідно (6). Викладений в [1], [2] підхід відрізняється знаходженням спочатку нульових векторів, а потім вже їх складових

$m_{0k}$ .

Ступінь свободи  $\gamma$  у загальному рішенні (15) може бути застосовано для оптимізації симетричних складових  $\bar{m}_d$  і  $\bar{m}_i$  з метою реалізації або максимально можливого коефіцієнта передачі вихідного струму в реактивну складову вхідного струму в функції активної потужності і вихідної реактивної потужності [3], або максимально можливого коефіцієнта передачі напруги  $q$  в функції вхідного  $\varphi_i$  і вихідного  $\varphi_o$  зсувів фаз [6]. У запропонованому алгоритмі не передбачена роль вільного параметра  $\gamma$ , тобто для вибраних значень симетричних складових  $\bar{m}_d$  і  $\bar{m}_i$  (15) знаходиться значення нульової складової  $\bar{m}_0$ , необхідне для екстремального розташування векторів  $\bar{m}_h$  (16) на межах області існування. Як видно з (16), обидва параметра  $r$  і  $\gamma$  регулюють відстань координат кінців векторів  $\bar{m}_h$  відносно напрямку вектора  $e^{j\theta_i}$  по синусоїдальному закону в залежності від кутового положення просторового вектора вихідної напруги  $\theta_o$  та вихідного зсуву фаз  $\varphi_o$ . Екстремальні значення  $\bar{m}_d$  і  $\bar{m}_i$ , таким чином, залежать від максимальної амплітуди згаданої синусоїди при довільному значенні аргументу, яка не призводить до порушення меж існування векторів  $\bar{m}_h$ . Оскільки метою є максимізація параметра  $r$ , то доцільно прийняти за оптимальне значення параметра  $\gamma = 0$ , і тоді означена максимальна амплітуда дорівнюватиме максимально можливому значенню параметра  $r$ .

Відзначена вище нелінійна залежність  $\bar{m}_d$  і  $\bar{m}_i$  від вихідного зсуву фаз  $\varphi_o$  у виразі (15) обумовлює числове рішення для знаходження меж їх існування. Відомі лише принципові обмеження, які впливають з балансу потужностей [3–5]:  $q^2(1 + \tan \varphi_i) \leq 3/4$ ,  $q + |b| \leq 1$ . Числовий розрахунок може виконуватися способами оптимальних послідовних наближень. Можливо також керуватися при завданні параметрів апроксимацією максимальних значень згідно з [3].

Розрахунок і побудова поверхні максимальних значень вхідної реактивної потужності в функції активної і вихідної реактивної потужностей за допомогою запропонованого алгоритму [1], [2] співпадає з відомими і встановленими іншими способами результатами [3 – 5], що підтверджує виправданість прийняття за оптимальне нульового значення вільного члена в загальному рішенні (15). Перевірка алгоритму для деяких фіксованих значень цього члена ( $\gamma \neq 0$ ), запропонованих в [3], також підтверджує зроблений висновок.

Для підтвердження роботоспроможності та порівняння даного алгоритму з методом розширення діапазону регулювання МП, запропонованим в [6], виконано розрахунок та побудову поверхні максимальних значень коефіцієнта передачі напруги в залежності від кутових зсувів фаз між вхідними та вихідними напругами та струмами відповідно. На рис. 1 показано поверхню для традиційної стратегії модуляції, на рис. 2 – для запропонованого методу. Зіставлення цих поверхонь з наведеними в [6] говорить про тотожність результатів в обох випадках і підтверджує ефективність запропонованого алгоритму.

### Висновки

Запропонований підхід формалізує і спрощує процес формування матриці керуючих функцій МП. Розроблений алгоритм зведено до простих математичних дій з розрахунку керуючих функцій і їх корегуванню після визначення мінімальних значень для поточного сектора розташування просторового вектора вхідної напруги.

Обнуління матричних коефіцієнтів у відповідності з алгоритмом і виведення з роботи двох ключів з дев'яти на кожному циклі ШІМ зменшує усереднену частоту комутацій силових ключів МП і, як наслідок, комутаційні втрати.

Вільний член в розв'язку передатних рівнянь не впливає на досягнення максимального діапазону керування. Бажаний результат досягається за рахунок ступенів свободи, які має згадана нульова послідовність симетричних складових просторових векторів керуючих функцій.

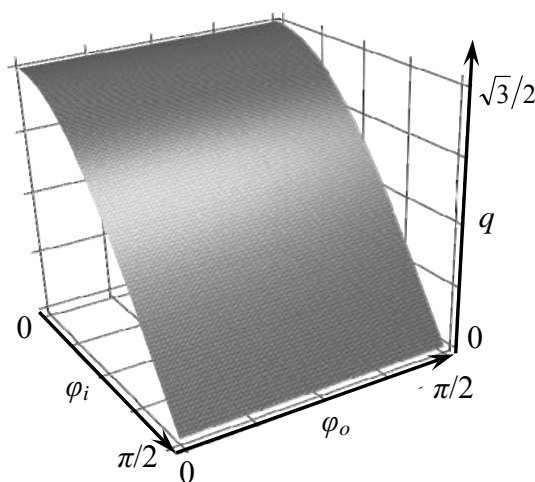


Рис. 1. Поверхня максимальних значень коефіцієнта передачі напруги для традиційної стратегії модуляції

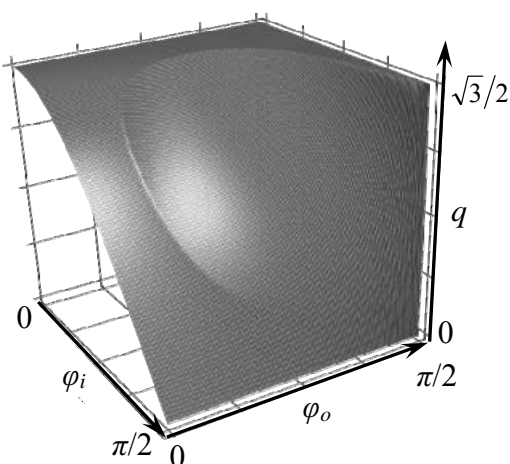


Рис. 2. Поверхня максимальних значень коефіцієнта передачі напруги для запропонованого

#### Список використаної літератури

1. Михальський В. М. Керування вхідною реактивною потужністю матричних перетворювачів / В. М. Михальський, В. М. Соболев, І. А. Шаповал, В. В. Чопик // Технічна електродинаміка. – 2014. – № 3. – С. 33–41.
2. Mykhalskyi V. M. Matrix converter control strategy maximizing reactive power transfer / V. M. Mykhalskyi, V. M. Sobolev, V. V. Chopyk, S. Y. Polishchuk, I. A. Shapoval // Proceeding of the International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS). – Kyiv (Ukraine). – June 02-06, 2014. – P. 26–31.
3. Igney J. Space vector modulation strategy for conventional and indirect matrix converters / J. Igney, M. Braun // Proceeding of the European Conference on Power Electronics Applications (EPE). – Dresden (Germany). – 2005. – P. 1–10.
4. Hossein Hojabri A Generalized Technique of Modeling, Analysis and Control of a Matrix Converter Using SVD / Hojabri Hossein, Mokhtari Hossein, Chang Liuchen // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – Vol. 58. – No.3. – March 2011. – P. 949–959.
5. Hossein Hojabri Reactive power control of permanent-magnet synchronous wind generator with matrix converter / Hojabri Hossein, Mokhtari Hossein, Chang Liuchen // IEEE Trans. on Power Delivery. – Vol. 28. – No.2. – April 2013. – P. 575–584.
6. Zarri L. Range of the linear modulation in matrix converters / L. Zarri, M. Mengoni, A. Toni, J.O. Ojo // IEEE Trans. on Power Electronics. – Vol. 29. – No. 6. – June 2014. – P. 3166–3178.
7. Casadei D. Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state / D. Casadei, G. Serra, A. Tani // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – Vol. 49. – No.2. – April 2002. – P. 370–381.

#### References

1. Mykhalskyi, V.M., Sobolev, V.M., Shapoval, I.A. and Chopyk, V.V. (2014), "Control of a matrix converter input reactive power" [Keruvannia vkhidnoiu reaktyvnoiu potuzhnistiu matrychnykh peretvoriuvachiv], *Tekhnichna elektrodynamika.*, No. 3, P. 33–41.
2. Mykhalskyi, V.M., Sobolev, V.M., Chopyk, V.V., Polishchuk, S.Y. and Shapoval, I.A. (2014), "Matrix converter control strategy maximizing reactive power transfer", in Proceeding of the International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS), Kyiv (Ukraine), June 02-06, 2014, P. 26–31.
3. Igney, J. and Braun, M. (2005), "Space vector modulation strategy for conventional and indirect matrix converters", in Proceeding of the European Conference on Power Electronics Applications (EPE), Dresden (Germany), P. 1–10.
4. Hossein Hojabri, Hossein Mokhtari and Liuchen Chang (2011), "A Generalized Technique of Modeling, Analysis, and Control of a Matrix Converter Using SVD", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 58, No.3, March 2011, P. 949–959.
5. Hossein Hojabri, Hossein Mokhtari and Liuchen Chang (2013), "Reactive power control of permanent-magnet synchronous wind generator with matrix converter", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 28, No.2, April 2013, P. 575–584.
6. Zarri, L., Mengoni, M., Toni, A. and Ojo, J.O. (2014), "Range of the linear modulation in matrix converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 29, No. 6, June 2014, P. 3166–3178.
7. Casadei, D., Serra, G. and Tani, A. (2002), "Matrix converter modulation strategies: a new general approach based on space-vector representation of the switch state", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 49, No.2., April 2002, P. 370–381.

Поступила в редакцію 20.07 2014 г.